

PCT

WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
Internationales Büro



INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

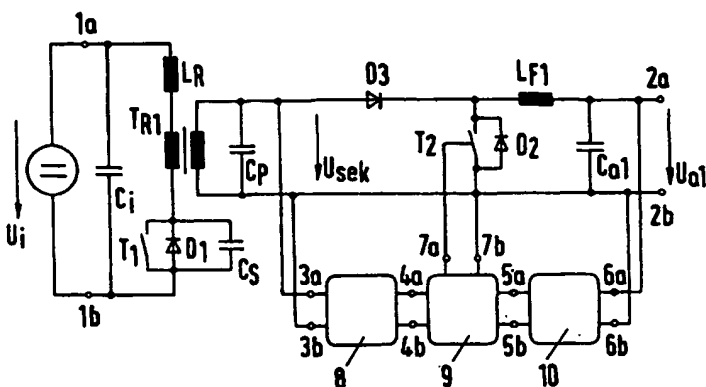
(51) Internationale Patentklassifikation <sup>6</sup> : H02M 3/335	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/17992  (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 30. März 2000 (30.03.00)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP98/05957  (22) Internationales Anmeldedatum: 18. September 1998 (18.09.98)  (71) Anmelder: ABB DAIMLER-BENZ TRANSPORTATION (TECHNOLOGY) GMBH [DE/DE]; Saatwinkler Damm 43, D-13627 Berlin (DE).  (72) Erfinder: HEINEMANN, Lothar; Heddesheimer Strasse 41c, D-69493 Hirschberg (DE). MAST, Jochen; Nancysstrasse 4, IC 305, D-76187 Karlsruhe (DE). MOERS, Franz-Jozef; Lanferts Weg 19, D-59872 Meschede (DE).  (74) Anwälte: RUPPRECHT, Klaus usw.; John-F.-Kennedy-Strasse 4, D-65189 Wiesbaden (DE).		(81) Bestimmungsstaaten: JP, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht.</i>

(54) Title: SWITCHED-MODE POWER SUPPLY

(54) Bezeichnung: SCHALTNETZTEIL

(57) Abstract

The invention relates to a switched-mode power supply having a transformer (TR1) that is connected on the primary side to a circuit generating a voltage with zero passage per period and to the series connection of a rectifier diode (D3) having an output filter inductor (LF1) on the secondary side, wherein the parallel connection of a switch (T2) having an inverse diode is mounted between the connecting point of the rectifier diode with the output filter inductor and the other terminal on the secondary side and an output capacitor (Ca1) is provided between the output terminals of the switched-mode power supply (2a, 2b). A pulse width modulator (9) controls the switch (T2) depending on output direct current (Ua1) and synchronizes it with the zero passage of the voltage on the primary side, wherein a synchronizer (8) receives the alternating current applied on the transformer (TR1) on the secondary side and forms corresponding synchronization signals for the pulse width modulator and wherein an inverter (10) receives the output direct current (Ua1) and inversely feeds it to the pulse width modulator.



### (57) Zusammenfassung

Es wird ein Schaltnetzteil mit einem Transformator (TR1) vorgeschlagen, der primärseitig mit einer Schaltung verbunden ist, die eine Spannung mit einem Nullwertdurchgang pro Periode erzeugt und der sekundärseitig mit der Reihenschaltung einer Gleichrichterdiode (D3) mit einer Ausgangsfilterinduktivität (LF1) verbunden ist, wobei zwischen dem Verbindungspunkt der Gleichrichterdiode mit der Ausgangsfilterinduktivität und der weiteren sekundärseitigen Klemme die Parallelschaltung eines Schalters (T2) mit einer Inversdiode (D2) angeordnet und zwischen den Ausgangsklemmen des Schaltnetzteils (2a, 2b) ein Ausgangskondensator (Ca1) vorgesehen sind. Ein Pulsweitenmodulator (9) steuert den Schalter (T2) in Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung (Ua1) und auf die Nullwertdurchgänge der primärseitigen Spannung synchronisiert an, wobei eine Synchronisierung (8) die am Transformator (TR1) anstehende sekundärseitige Wechselspannung empfängt und entsprechende Synchronisierungssignale für den Pulsweitenmodulator bildet und wobei ein Inverter (10) die Ausgangsgleichspannung (Ua1) empfängt und dem Pulsweitenmodulator invers zuleitet.

### LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

### Schaltnetzteil

### Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Schaltnetzteil gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1. Das erfindungsgemäße, sehr hohe Potentiale trennende Schaltnetzteil kann beispielsweise für IGBT Gate-Drives eines traktionstauglichen IGBT-Umrichters zur Speisung eines DC-Hilfsstromversorgungsbusses verwendet werden.

Schaltnetzteile werden üblicherweise derart dimensioniert, daß ein geringes Volumen, eine hohe Zuverlässigkeit, eine gute elektromagnetische Verträglichkeit, ein hoher Wirkungsgrad, eine hohe Dynamik und ein möglichst geringer Preis resultieren. Des weiteren sind oft hohe Isolationsanforderungen einzuhalten, welche die technisch gute und gleichzeitig preisgünstige Gestaltung des Netzteils erschweren.

Bei R. Jovanovic, R. Farrington, F.C. Lee; Constant-Frequency Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Converters, IEEE Power Electronics Specialists Conference 1990, Seite 197 - 205 wird durch Ersetzen der sekundärseitigen Freilaufdiode eines nullspannungsgeschalteten Multiresonanzkonverters (ZVS-MRC = Zero Voltage Switched Multi-Resonant Converter) durch einen Feldeffekttransistor ein Betrieb des Konverters bei konstanter Frequenz ermöglicht. Der Feldeffekttransistor wird verlustfrei eingeschaltet, wenn die parasitäre Inversdiode während der natürlichen Freilaufphase leitend ist. Die Ausgangsspannung wird durch eine variabel gehaltene Einschaltzeit des sekundärseitigen Feldeffekttransistors stabilisiert. Die Funktionsweise und Realisierung der Regelung wird jedoch nicht offenbart. Allerdings deuten gezeigte Strom- und Spannungsverläufe darauf hin, daß die Steuersignale für die

primär- und sekundärseitigen Schalter mittels derselben Pulsspannungsquelle primärseitig synchronisiert erzeugt werden. Bei dieser Art der Ansteuerung ist allerdings - wie auch bei konventionellen Schaltnetzteilen - eine zusätzliche Potentialtrennung für die Steuersignale - beispielsweise mittels eines Optokopplers oder mittels eines Impulsübertragers - notwendig.

Die Verwendung eines Optokopplers ist aus Gründen der geringen Zuverlässigkeit, des ungünstigen Driftverhaltens (schlechte Langzeit- und Temperaturstabilität) sowie des hohen Preises und großen Volumens insbesondere bei sehr hohen Isolationsspannungen - mehr als 10 kV - als nachteilig anzusehen. Ein Impulsübertrager kann aus ähnlichen Gründen bei sehr hohen Isolationsanforderungen nicht mehr effizient eingesetzt werden.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Schaltnetzteil der eingangs genannten Art anzugeben, das sehr hohen Isolationsanforderungen - 10 kV und mehr - genügt, das die gewünschten Spannungen mit hoher Präzision erzeugt und das dabei kompakt und einfach aufgebaut ist.

Diese Aufgabe wird in Verbindung mit den Merkmalen des Oberbegriffes erfindungsgemäß durch die im Kennzeichen des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale gelöst.

Die mit der Erfindung erzielbaren Vorteile bestehen insbesondere darin, daß beim vorgeschlagenen Schaltnetzteil die Anzahl der relativ teuren, potentialtrennenden Baukomponenten minimiert ist, denn als potentialtrennendes Bauelement ist lediglich ein leistungsübertragender Transformator erforderlich, während ein Optokoppler oder Impulsübertrager zur Rückführung der Regelgröße (im allgemeinen eine der Ausgangsspannungen) von der Sekundär- zur Primärseite nicht notwendig ist. Insgesamt wird ein kostengünstiges, zuverlässiges und für sehr hohe Isolationsanforderungen geeignetes Schaltnetzteil geschaffen. Die hohe Zuverlässigkeit erklärt sich durch die geringe Anzahl von Bauelementen im Leistungspfad und die einfach aufgebaute, aber wirkungsvolle Elektronik. Durch weiche Strom- und Spannungsverläufe werden impulsförmige Bauelementbelastungen vermieden. Hieraus resultiert auch eine gute elektromagnetische Verträglichkeit des Schaltnetzteils. Die Kostengünstigkeit erklärt sich daraus, daß die Bauelemente des Leistungsteils optimal elektrisch

und thermisch ausgenutzt werden. Der sekundärseitige Schalter schaltet verlustfrei. Das Schaltnetzteil weist einen sehr hohen Wirkungsgrad auf.

Es ist bei der vorgeschlagenen PWM-Regelung völlig unerheblich, mit welcher Frequenz auf der Primärseite getaktet wird und wie die Ansteuersignale für den primärseitigen Schalter gebildet werden (beispielsweise Resonant-Mode Controller, PWM-Controller oder selbstschwingende Anordnung). Die vorgeschlagene Art der Synchronisierung ermöglicht es, daß das Netzteil auf der Primärseite mit veränderlicher Schaltfrequenz (frequenzmoduliert) betrieben werden kann, was einen zusätzlichen Freiheitsgrad bei der Dimensionierung - insbesondere bei weitem Eingangsspannungsbereich - ermöglicht. Gleichzeitig ist immer gewährleistet, daß die sekundärseitig synchronisierte PWM-Regelung exakt frequenzsynchron zur Ansteuerschaltung des primärseitigen Schalters arbeitet. Dies hat unter anderem folgende wesentlichen Vorteile:

Bei einer selbststeuernden Auslegung der Primärseite (Gewährleistung des Nullspannungsschaltens) können auch relativ große Toleranzen der Bauelemente des Resonanzkreises und des Oszillatorkreises, welche beispielsweise durch den Herstellungsprozeß, Alterungserscheinungen und Temperaturabhängigkeit bedingt sind, automatisch ausgeglichen werden. Die durch Selbststeuerung verursachte Betriebsfrequenzanpassung der Primärseite wird von der Sekundärseite automatisch übernommen.

Zum Erzielen eines weiten Eingangsspannungsbereiches ist eine Veränderung der Schaltfrequenz in Abhängigkeit der Eingangsspannung in einfacher Weise realisierbar. Dabei wird beispielsweise die Frequenz bei steigender Eingangsspannung erhöht, was sich äußerst günstig auf den Wirkungsgrad des Netzteiles bei hohen Eingangsspannungen auswirkt. Ein solches Verhalten wird durch den Einsatz des vorgeschlagenen Regelungskonzeptes überhaupt erst möglich.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 die Grundbauform des Schaltnetzteils,

Fig. 2 den zeitliche Verlauf interessierender Größen,

Fig. 3, 4 Varianten zur Erzeugung von mehr als einer Ausgangsgleichspannung.

In Fig. 1 ist die Grundbauform des Schaltnetzteils dargestellt. Es handelt sich um einen nullspannungsgeschalteten Multiresonanzkonverter, der auf einem Flußkonverter basiert. Es ist ein Transformator TR1 zu erkennen, der primärseitig über eine Serieninduktivität LR und die Parallelschaltung eines Schalters T1, einer Inversdiode D1 und eines Serienkondensators Cs mit den Eingangsklemmen 1a, 1b des Schaltnetzteils verbunden ist. Der Transformator TR1 ist das einzige Bindeglied zwischen der Primär- und der Sekundärseite des Schaltnetzteils. Die Eingangsklemmen 1a, 1b sind mit einem Eingangskondensator Ci beschaltet. Zwischen diesen Eingangsklemmen liegt die Eingangsgleichspannung  $U_i$  an.

Der Transformator T1 ist sekundärseitig mit einem Kondensator Cp beschaltet. Die am Kondensator anstehende sekundärseitige Wechselspannung ist mit  $U_{sek}$  bezeichnet. Zwischen der positiven Ausgangsklemme 2a des Schaltnetzteils und der Sekundärwicklung des Transformators liegt die Reihenschaltung einer Gleichrichterdioden D3 und einer Ausgangsfilterinduktivität LF1. Die negative Ausgangsklemme 2b des Schaltnetzteils ist direkt mit der Sekundärwicklung des Transformators TR1 verbunden. Parallel zu den Ausgangsklemmen 2a, 2b ist ein Ausgangskondensator Ca1 geschaltet. Zwischen den Ausgangsklemmen 2a, 2b liegt die Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$  an.

Zwischen dem Verbindungspunkt der Gleichrichterdioden D3 mit der Ausgangsfilterinduktivität LF1 und der negativen sekundärseitigen Klemme liegt die Parallelschaltung eines Schalters T2 und einer Inversdiode D2. Der Schalter T2 wird im Zusammenhang mit einer sekundärseitigen, synchronisierten PWM-Regelung (PWM = Pulsweitenmodulation) zur Regelung der Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$  herangezogen. Hierzu dienen drei Funktionsgruppen, nämlich eine Synchronisierung 8, ein Pulsweitenmodulator 9 und ein Inverter 10. Die Synchronisierung 8 empfängt über ihre Eingangsklemmen 3a, 3b die sekundärseitige Wechselspannung  $U_{sek}$  und gibt ausgangsseitig entsprechende Synchronisierungssignale an die Eingangsklemmen 4a,

4b des Pulsweitenmodulators 9. Der Inverter 10 empfängt über seine Eingangsklemmen 6a, 6b die Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$  und bildet hierzu inverse Signale, die den Eingangsklemmen 5a, 5b des Pulsweitenmodulators 9 zugeleitet werden. Der Pulsweitenmodulator 9 steuert über seine Ausgangsklemmen 7a, 7b den Schalter T2 an und gibt hierzu entsprechende Ansteuersignale UGS ab.

Die sekundärseitige PWM-Regelung muß exakt frequenzsynchron zur Ansteuerung des primärseitigen Schalters T1 arbeiten. Hierzu gewinnt die Synchronisierung 8 Synchronisiersignale, die den richtigen Zeitpunkt für den Beginn einer jeden neuen PWM-Schaltperiode festlegen. Der Nulldurchgang der sekundärseitigen Wechselspannung  $U_{sek}$  markiert sehr einfach einen solchen Zeitpunkt und wird deshalb detektiert und zur Erzeugung eines kurzen Synchronisierimpulses verwendet.

Da der Regelsinn des in Fig. 1 gezeigten Lösungsvorschlages dem einer Standard-PWM entgegengerichtet ist, muß eine zusätzliche Inversionsstelle in den Regelkreis eingefügt werden. Der die Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$  erfassende Inverter 10 erfüllt jedoch noch eine weitere wichtige Aufgabe. Da der P-Anteil der Regelstrecke zu groß ist, muß der Regelverstärker zur Stabilitätsgarantie einen P-Anteil kleiner als Eins besitzen. Dies ist mit einer nicht-invertierenden Grundsaltung des Fehlerverstärkers einer PWM nicht möglich. Außerdem müssen die DC-Bedingungen berücksichtigt werden, die durch die interne Festlegung der Regler-Referenzspannung im PWM-Chip geschaffen werden. Durch die Einfügung des Inverters 10 ist es in vorteilhafter Weise möglich, den eigentlichen PID-Regelverstärker konventionell zu dimensionieren.

Wie bereits vorstehend erwähnt, wird die sekundärseitige PWM durch die in der Synchronisierung gewonnenen Impulse gesteuert. Wichtig ist dabei, daß die Frequenz des Pulsweitenmodulators 9 im freilaufenden Betrieb ungefähr 10% bis 20% unter der primärseitigen Schaltfrequenz des Schalters T1 liegt. Dann ergibt sich ein einwandfreier Verlauf der die Synchronisierung bewirkenden Rampenspannung.

Wie leicht zu erkennen ist, wird durch die vorgeschlagene rein sekundärseitige Regelung die Rückführung der Regelgröße von der Sekundär- zur Primärseite vorteilhaft vermieden.

Fig. 2 zeigt den zeitlichen Verlauf interessierender Größen und zwar der sekundärseitigen Wechselspannung  $U_{sek}$  und des Ansteuersignals UGS für den Schalter T1. Wie zu erkennen ist, ist der Schalter T2 im Zeitraum von  $t_1$  bis  $t_3$  geschlossen. Die sekundärseitige Wechselspannung  $U_{sek}$  hat zum Zeitpunkt  $t_2$  einen Nulldurchgang. Da der Schalter T1 bis zum Zeitpunkt  $t_3$  geschlossen ist, weist die Wechselspannung  $U_{sek}$  im Zeitraum zwischen  $t_2$  und  $t_3$  den Wert Null auf. Die positive Halbwelle der Wechselspannung  $U_{sek}$  beginnt verzögert zum Zeitpunkt  $t_3$ . Fig. 2 erklärt auch den Regelsinn der Schaltung gemäß Fig. 1. Je länger der Schalter T1 auf Grund der Ansteuersignale UGS des Pulsweitenmodulators 9 geschlossen bleibt, desto geringer wird die aus  $U_{sek}$  gebildete Ausgangsspannung  $U_{a1}$ .

In den Fig. 3 und 4 sind Varianten dargestellt, wie sie zur Erzeugung von mehr als einer Ausgangsgleichspannung herangezogen werden. Bei der Schaltung nach Fig. 3 ist ein zusätzlicher Transformator TR2 mit seiner Primärwicklung zwischen den Verbindungspunkt des Kondensators  $C_p$  mit der Gleichrichterdiode D3 und der negativen Klemme angeordnet. Die Sekundärwicklung dieses Transformators TR3 ist einerseits über eine aus einer Gleichrichterdiode D4 und einer Ausgangsfilterinduktivität LF2 bestehenden Reihenschaltung und andererseits direkt mit weiteren Ausgangsklemmen 11a, 11b des Schaltnetzteils verbunden. Diesen Ausgangsklemmen liegt ein Ausgangskondensator  $Ca_2$  parallel. Zwischen dem Verbindungspunkt der Gleichrichterdiode D4 mit der Ausgangsfilterinduktivität LF2 und der negativen Klemme ist eine Diode D5 geschaltet. Zwischen den Ausgangsklemmen 11a, 11b liegt die Ausgangsgleichspannung  $U_{a2}$  an. Je nach Übersetzungsverhältnis des Transformators TR2 ist die Ausgangsgleichspannung  $U_{a2}$  größer oder kleiner als die Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$ .

Selbstverständlich ist es in Variation der Schaltung gemäß Fig. 3 möglich, die Diode D5 durch die Parallelschaltung eines Schalters mit einer Inversdiode zu ersetzen. Bei einer solchen Variante läßt sich die Ausgangsgleichspannung  $U_{a2}$  genauer einstellen. Dieser Schalter kann ebenfalls durch den Pulsweitenmodulator 9 ange-



steuert werden. Alternativ ist es auch möglich, zusätzliche Funktionsgruppen Synchronisierung/Pulsweitenmodulator/Inverter für die Ansteuerung dieses Schalters vorzusehen.

Fig. 3 zeigt eine Schaltung zur Erzeugung von zwei unterschiedlichen Ausgangsgleichspannungen. Durch zusätzliche Ankopplung weiterer Transformatoren in der gleichen Weise können weitere zusätzliche Ausgangsgleichspannungen gebildet werden. Des weiteren ist es auch möglich, negative Ausgangsgleichspannungen zu erzeugen, indem die Gleichrichterdiode D4 mit umgekehrter Polarität eingefügt wird.

Die in Fig. 4 dargestellte Schaltung dient zur Erzeugung einer positiven Ausgangsgleichspannung  $U_{a1}$  und einer negativen Ausgangsgleichspannung  $-U_{a1}$  von gleicher Amplitude. Die negative Ausgangsgleichspannung  $-U_{a1}$  steht zwischen weiteren Ausgangsklemmen 12a, 12b des Schaltnetzteils an, wobei die Ausgangsklemme 12a über einer Reihenschaltung einer Gleichrichterdiode D7 und einer Ausgangsfilterinduktivität LF3 am Verbindungspunkt der Gleichrichterdiode D3 mit dem Kondensator  $C_p$  angeschlossen ist und die Ausgangsklemmen 12b direkt mit der negativen Ausgangsklemme 2b verbunden ist. Den Ausgangsklemmen 12a, 12b liegt ein Ausgangskondensator  $Ca3$  parallel. Zwischen dem Verbindungspunkt der Gleichrichterdiode D7 mit der Ausgangsfilterinduktivität LF3 und der negativen Ausgangsklemme 12 b ist die Parallelschaltung eines Schalters T3 mit einer Inversdiode D6 angeordnet. Der Schalter T3 kann wiederum vom Pulsweitenmodulator 9 angesteuert. Alternativ ist es auch möglich, zusätzliche Funktionsgruppen Synchronisierung/Pulsweitenmodulator/Inverter für die Ansteuerung des Schalters T3 vorzusehen.

Selbstverständlich ist es bei einer Variation der Schaltung gemäß Fig. 4 möglich, die Parallelschaltung T3/D6 durch eine Diode zu ersetzen (siehe hierzu auch Fig. 3), wenn eine hohe Präzision bei der Einstellung der Ausgangsgleichspannung  $-U_{a1}$  nicht gefordert ist.

Allgemein ist die Regelung des negativen Ausgangs nur dann erforderlich, wenn auch bei Leerlauf dieses Ausgangs hohe Anforderungen an die Genauigkeit der Ausgangsspannung gestellt werden. Ansonsten wird die Spannung des negativen

Ausganges automatisch durch den Regler des positiven Ausganges stabilisiert. Diese Schaltungserweiterung beruht auf der Tatsache, daß die an der Transformator-Sekundärwicklung anliegende Spannungs-Zeit-Fläche innerhalb einer Schaltperiode immer gleich Null ist.

Werden mehrere Ausgangsgleichspannungen gefordert, von denen zumindest eine negativ ist, so können Schaltungen realisiert werden, die auf Kombinationen der in Fig. 3 und 4 gezeigten Konfigurationen basieren.

Allgemein ist zu den vorstehend behandelten Schaltungen, die zur Erzeugung von mehr als einer Ausgangsgleichspannung (positiv oder negativ) dienen, anzumerken, daß zur Realisierung vorteilhaft keine zusätzlichen Sekundärwicklungen oder Wicklungsanzapfungen erforderlich sind. Dies erspart einen komplizierten und teuren Aufbau des Transformators und erleichtert die Potentialtrennung. Es sind lediglich einfache Schaltungsmodifikationen erforderlich.

### Patentansprüche

1. Schaltnetzteil mit einem Transformator (TR1), der primärseitig mit einer Schaltung verbunden ist, die eine Spannung mit einem Nullwertdurchgang pro Periode erzeugt und der sekundärseitig mit der Reihenschaltung einer Gleichrichterdiode (D3) mit einer Ausgangsfilterinduktivität (LF1) verbunden ist, wobei zwischen dem Verbindungspunkt der Gleichrichterdiode mit der Ausgangsfilterinduktivität und der weiteren sekundärseitigen Klemme die Parallelschaltung eines Schalters (T2) mit einer Inversdiode (D2) angeordnet und zwischen den Ausgangsklemmen des Schaltnetzteils (2a, 2b) ein Ausgangskondensator (Ca1) vorgesehen sind, dadurch gekennzeichnet, daß ein Pulsweitenmodulator (9) den Schalter (T2) in Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung (Ua1) und auf die Nullwertdurchgänge der primärseitigen Spannung synchronisiert ansteuert, wobei eine Synchronisierung (8) die am Transformator (TR1) anstehende sekundärseitige Wechselspannung empfängt und entsprechende Synchronisierungssignale für den Pulsweitenmodulator bildet und wobei ein Inverter (10) die Ausgangsgleichspannung (Ua1) empfängt und dem Pulsweitenmodulator invers zuleitet.

2. Schaltnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Transformator (TR1) sekundärseitig mit einer weiteren Reihenschaltung einer weiteren Gleichrichterdiode (D7) mit einer weiteren Ausgangsfilterinduktivität (LF3) verbunden ist, wobei zwischen dem Verbindungspunkt der weiteren Gleichrichterdiode mit der weiteren Ausgangsfilterinduktivität und der weiteren sekundärseitigen Klemme eine Inversdiode (D2) angeordnet und zwischen den weiteren Ausgangsklemmen des Schaltnetzteils (12a, 12b) ein weiterer Ausgangskondensator (Ca3) vorgesehen sind und wobei die weitere Gleichrichterdiode (D7) mit zur Gleichrichterdiode (D3) entgegengesetzter Polarität angeordnet ist.

3. Schaltnetzteil nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Transformator (TR1) sekundärseitig mit der Primärwicklung eines weiteren Transformators (TR2) beschaltet ist, dessen Sekundärwicklung mit einer weiteren Reihen-

schaltung einer weiteren Gleichrichterdiode (D4) mit einer weiteren Ausgangsfilterinduktivität (LF2) verbunden ist, wobei zwischen dem Verbindungspunkt der weiteren Gleichrichterdiode mit der weiteren Ausgangsfilterinduktivität und der weiteren sekundärseitigen Klemme des weiteren Transformators eine Inversdiode (D5) angeordnet und zwischen den weiteren Ausgangsklemmen des Schaltnetzteils (11a, 11b) ein weiterer Ausgangskondensator (Ca2) vorgesehen sind.

4. Schaltnetzteil nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der weiteren Inversdiode (D5, D6) ein weiterer Schalter (T3) parallel liegt, welcher ebenfalls vom Pulsweitenmodulator (9) angesteuert wird.

5. Schaltnetzteil nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der weiteren Inversdiode (D5, D6) ein weiterer Schalter (T3) parallel liegt, für dessen Ansteuerung zusätzliche Funktionsgruppen Synchronisierung/Pulsweitenmodulator/Inverter vorgesehen sind.

1/2

Fig. 1

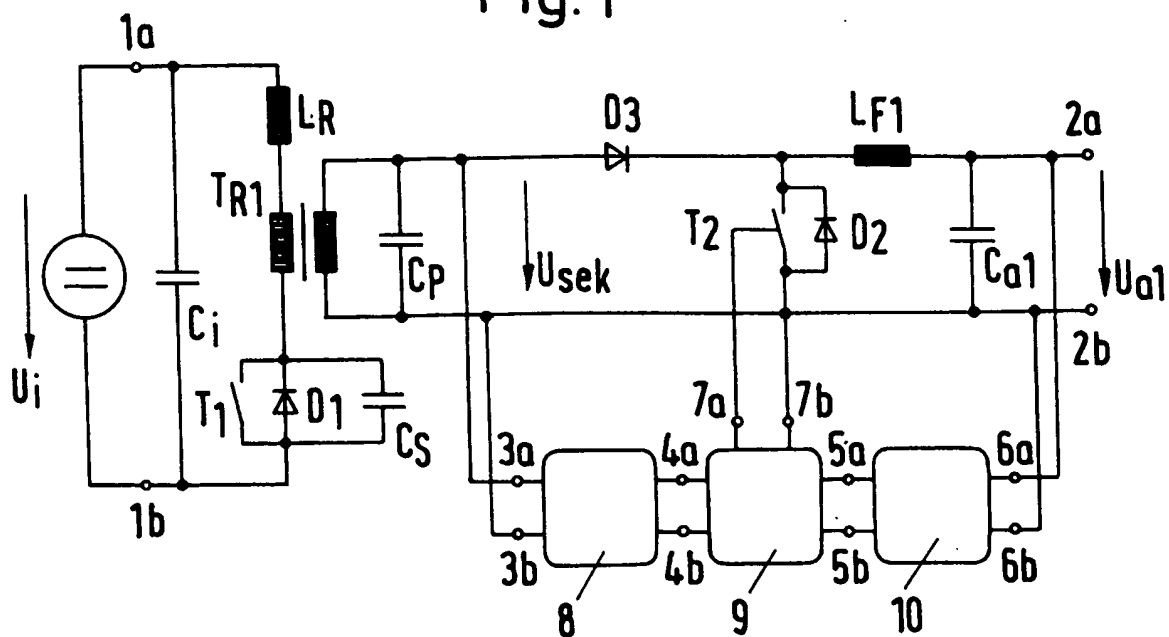
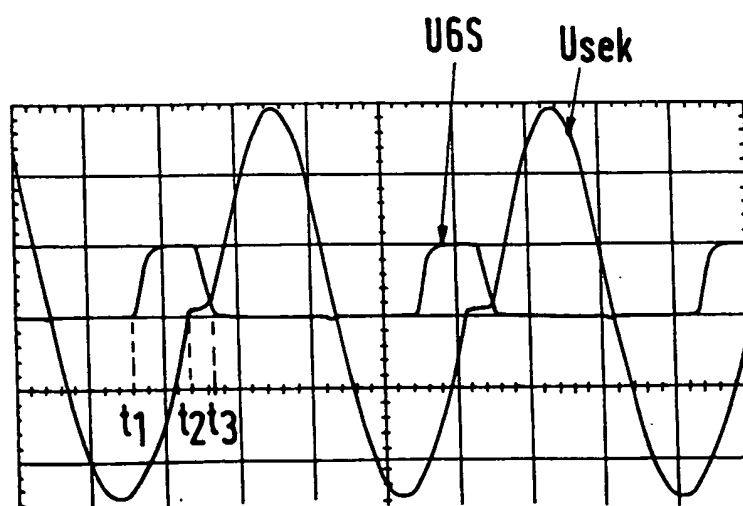


Fig. 2





# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP 98/05957

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 6 H02M3/335

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	FARRINGTON R ET AL: "Constant-frequency zero-voltage-switched multi-resonant converters: analysis, design, and experimental results", PESC '90 RECORD. 21ST ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (CAT. NO.90CH2873-8), SAN ANTONIO, TX, USA, 11-14 JUNE 1990, 1990, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, PAGE(S) 197 - 205 XP002100911 cited in the application see paragraph 2	1
Y	EP 0 605 752 A (YOKOGAWA ELECTRIC CORP) 13 July 1994 see column 3, line 42 - line 53; figure 1 -/--	1

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

22 April 1999

Date of mailing of the international search report

21/05/1999

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Closa, D

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP 98/05957

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 95 08213 A (MELCHER AG ;WEISS MATHIAS (CH); EGGER REMO (CH)) 23 March 1995 see abstract; figure 1 ---	1
A	US 5 568 226 A (KUSANO AKIHISA) 22 October 1996 see abstract ---	2,4,5
A	EP 0 475 296 A (ANT NACHRICHTENTECH) 18 March 1992 see abstract ---	3
A	EP 0 696 102 A (SIEMENS AG) 7 February 1996 see abstract -----	2



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 98/05957

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0605752 A	13-07-1994	JP 6209569 A CA 2094971 A,C CN 1089407 A,B DE 605752 T US 5424932 A	26-07-1994 06-07-1994 13-07-1994 06-04-1995 13-06-1995
WO 9508213 A	23-03-1995	DE 59309194 D EP 0669053 A	14-01-1999 30-08-1995
US 5568226 A	22-10-1996	JP 6335247 A	02-12-1994
EP 0475296 A	18-03-1992	DE 4028471 A DE 59105966 D	12-03-1992 17-08-1995
EP 0696102 A	07-02-1996	AT 160911 T CN 1128429 A DE 59404728 D ES 2109565 T JP 8182321 A US 5701238 A	15-12-1997 07-08-1996 15-01-1998 16-01-1998 12-07-1996 23-12-1997

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

nationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/05957

## A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 6 H02M3/335

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 6 H02M

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	FARRINGTON R ET AL: "Constant-frequency zero-voltage-switched multi-resonant converters: analysis, design, and experimental results", PESC '90 RECORD. 21ST ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (CAT. NO.90CH2873-8), SAN ANTONIO, TX, USA, 11-14 JUNE 1990, 1990, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, PAGE(S) 197 - 205 XP002100911 in der Anmeldung erwähnt siehe Absatz 2	1
Y	EP 0 605 752 A (YOKOGAWA ELECTRIC CORP) 13. Juli 1994 siehe Spalte 3, Zeile 42 - Zeile 53; Abbildung 1	1



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann nahelegend ist

"Z" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

22. April 1999

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

21/05/1999

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Closa, D

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

nationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/05957

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	WO 95 08213 A (MELCHER AG ;WEISS MATHIAS (CH); EGGER REMO (CH)) 23. März 1995 siehe Zusammenfassung; Abbildung 1 ----	1
A	US 5 568 226 A (KUSANO AKIHISA) 22. Oktober 1996 siehe Zusammenfassung ----	2,4,5
A	EP 0 475 296 A (ANT NACHRICHTENTECH) 18. März 1992 siehe Zusammenfassung ----	3
A	EP 0 696 102 A (SIEMENS AG) 7. Februar 1996 siehe Zusammenfassung -----	2

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen  
PCT/EP 98/05957

Im Recherchenbericht angeführtes Patentedokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0605752 A	13-07-1994	JP 6209569 A CA 2094971 A,C CN 1089407 A,B DE 605752 T US 5424932 A	26-07-1994 06-07-1994 13-07-1994 06-04-1995 13-06-1995
WO 9508213 A	23-03-1995	DE 59309194 D EP 0669053 A	14-01-1999 30-08-1995
US 5568226 A	22-10-1996	JP 6335247 A	02-12-1994
EP 0475296 A	18-03-1992	DE 4028471 A DE 59105966 D	12-03-1992 17-08-1995
EP 0696102 A	07-02-1996	AT 160911 T CN 1128429 A DE 59404728 D ES 2109565 T JP 8182321 A US 5701238 A	15-12-1997 07-08-1996 15-01-1998 16-01-1998 12-07-1996 23-12-1997